

Radar system for determining range and speed of an object

Patent number: DE2947803
Publication date: 1980-06-12
Inventor: TOMASI JEAN-PIERRE
Applicant: PHILIPS PATENTVERWALTUNG
Classification:
- **international:** G01S13/34; G01S13/60; G01S13/00; (IPC1-7): G01S9/02
- **europaen:** G01S13/34D; G01S13/34H; G01S13/60
Application number: DE19792947803 19791128
Priority number(s): FR19780033976 19781201

Also published as:

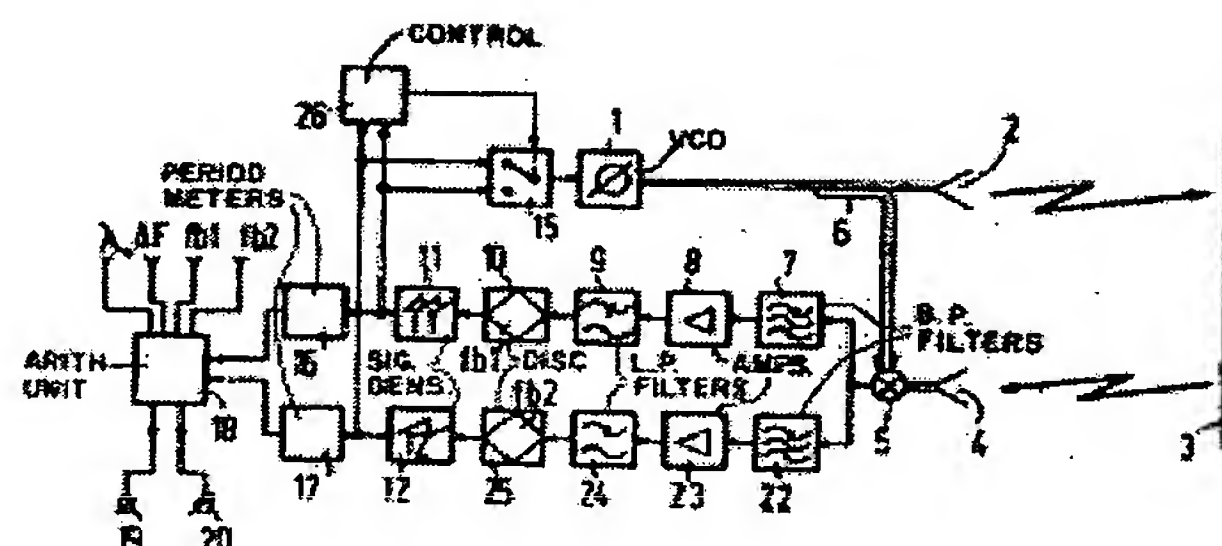
US4302758 (A)
JP55104773 (A)
GB2040637 (A)
FR2443070 (A)

Report a data error he

Abstract not available for DE2947803

Abstract of corresponding document: **US4302758**

A system for determining the range H to an object and the relative velocity v of the object, including means for generating first and second high-frequency signals, transmitting, receiving and mixing the received high-frequency signal with the high-frequency signal transmitted for generating first and second beat signals, and an arithmetic unit determining in an iterative manner from the point at which one of the two beat frequencies has the lowest value, the value of H and the value of v .



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

BEST AVAILABLE COPY

⑤ Int. Cl. 2: G 01 S 13/42

Int. Cl. 2:

G 01 S 9/02

⑬ BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

DEUTSCHES



PATENTAMT

Behördeneigentum

Offenlegungsschrift

29 47 803

⑪

⑫

⑬

⑭

Aktenzeichen:

P 29 47 803.3

Anmeldetag:

28. 11. 79

Offenlegungstag:

12. 6. 80

⑮

Unionspriorität:

⑯ ⑰ ⑱

1. 12. 78 Frankreich 7833976

⑲

Bezeichnung:

Radaranordnung zum Ermitteln des Abstandes und der Geschwindigkeit eines Gegenstandes

⑳

Anmelder:

Philips Patentverwaltung GmbH, 2000 Hamburg

㉑

Vertreter:

Zeller, H.-D., Dr.-Ing., Pat.-Anw., 2000 Hamburg

㉒

Erfinder:

Tomasi, Jean-Pierre, Velizy (Frankreich)

DE 29 47 803 A 1

DE 29 47 803 A 1

14-11-1979

PHF 78.577

2947803

PATENTANSPRUCH:

Anordnung zum Ermitteln des Abstandes H eines Gegenstandes und der relativen Geschwindigkeit v des Gegenstandes mit:

- Mitteln zum Erzeugen eines ersten HF-Signals mit einer in der Zeit sich ändernden Frequenz $F_1(t)$, das eine FM-modulierte Version eines ersten HF-Trägersignals mit der Trägerfrequenz F_{o1} darstellt;
- Mitteln zum Ausstrahlen dieses ersten HF-Signals in Richtung des Gegenstandes,
- Mitteln zum Empfangen des von dem Gegenstand reflektierten ersten HF-Signals,
- Mitteln zum Mischen des empfangenen ersten HF-Signals mit dem auszustrahlenden ersten HF-Signal zur Erzeugung eines ersten Schwebesignals, dessen Schwebefrequenz f_{b1} in der Grösse durch einen ersten mathematischen Ausdruck gegeben wird:

$$f_{b1} = 2 \frac{H}{c} \frac{dF_1(t)}{dt} \frac{1}{\cos \alpha} - 2 \frac{F_{o1}}{c} n \sin \alpha$$

wobei c die Lichtgeschwindigkeit ist,

- $\frac{dF_1(t)}{dt}$ die Änderung der Frequenz des ersten HF-Signals ist und α den Winkel darstellt, in dem ein Punkt des Gegenstandes gesehen wird, dadurch gekennzeichnet, dass diese Anordnung weiterhin mit den folgenden Elementen versehen ist:

- Mitteln zum Erzeugen eines zweiten HF-Signals mit einer in der Zeit sich ändernden Frequenz $F_2(t)$, das eine FM-modulierte Version eines zweiten HF-Trägersignals mit der Trägerfrequenz F_{b2} darstellt,
- Mitteln zum Ausstrahlen des zweiten HF-Signals in Richtung des Gegenstandes,
- Mitteln zum Empfangen des von dem Gegenstand reflektierten zweiten HF-Signals,

030024/0754

ORIGINAL INSPECTED

14-11-1979

2

PHF 78.577

2947803

- Mitteln zum Mischen des empfangenen zweiten HF-Signals zur Erzeugung eines zweiten Schwebesignals, dessen Schwebefrequenz F_{b2} in der Grösse durch den zweiten mathematischen Ausdruck gegeben wird:

5

$$f_{b2} = 2 \frac{H}{c} \frac{dF_2(t)}{dt} \frac{1}{\cos \alpha} - 2 \frac{F_{o2}}{c} v \sin \alpha$$

wobei $\frac{dF_2(t)}{dt}$ die Änderung der Frequenz des zweiten HF-Signals darstellt,

10 - einem Rechenelement zum auf iterative Art und Weise aus dem ersten und dem zweiten mathematischen Ausdruck ermitteln desjenigen Winkels α , bei dem eine der beiden Schwebefrequenzen f_{b1} und/oder f_{b2} den geringsten Wert haben und zum durch Substitution dieses Wertes von
15 α in dem ersten und dem zweiten mathematischen Ausdruck Berechnen des Wertes von H und des Wertes von v.

20

25

30

35

030024/0754

2947803

"Radaranordnung zum Ermitteln des Abstandes und der Geschwindigkeit eines Gegenstandes".

Die Erfindung bezieht sich auf eine Anordnung zum Ermitteln des Abstandes H eines Gegenstandes und der relativen Geschwindigkeit v des Gegenstandes mit:

- Mitteln zum Erzeugen eines ersten HF-Signals mit einer in der Zeit sich ändernden Frequenz $F_1(t)$, welches Signal eine FM-modulierte Version eines ersten HF-Trägersignals darstellt mit der Trägerfrequenz F_{01} ;
- Mitteln zum Ausstrahlen dieses ersten HF-Signals in Richtung des Gegenstandes;
- Mitteln zum Empfangen des von dem Gegenstand reflektierten ersten HF-Signals;
- Mitteln zum Mischen des empfangenen ersten HF-Signals mit dem auszustrahlenden ersten HF-Signal zum Erzeugen eines ersten Schwebesignals, dessen Schwebefrequenz f_{b1} in der Grösse durch einen ersten mathematischen Ausdruck gegeben wird:

$$f_{b1} = 2 \frac{H}{c} \frac{dF_1(t)}{dt} \frac{1}{\cos \alpha} - 2 \frac{F_{01}}{c} v \sin \alpha$$

wobei c die Lichtgeschwindigkeit ist.

- $\frac{dF_1(t)}{dt}$ die Änderung der Frequenz des ersten HF-Signals und α den Winkel darstellt, in dem ein Punkt des Gegenstandes gesehen wird.

Eine derartige Anordnung wird in grossen bereichen verwendet insbesondere bei der Luftfahrt. Sie gibt, wenn ein Luftfahrzeug sich zum Landen fertigmacht, Information in bezug auf die Höhe sowie über die horizontale Geschwindigkeit, wobei es besonders nützlich ist, diese letztere Information zu kennen, denn dadurch kann die Windgeschwindigkeit ermittelt werden und diese Information über die Windgeschwindigkeit erhöht die Sicherheit beim Landen.

Eine Anordnung dieser Art ist in der britischen Patentschrift Nr. 671.461 beschrieben worden. In dieser

030024/0754

14-11-1979

e 4

PHF 78.577
2947803

bekannten Anordnung wird das Spektrum des Schwebesignals für einen bestimmten Gegenstand ermittelt. Wenn sich dieser Gegenstand mit einer bestimmten Geschwindigkeit verschiebt, tritt eine Frequenzverschiebung der Linien des Spektrums infolge des Dopplereffektes auf. Das Ausmass an Verschiebung liefert die Information in bezug auf die Geschwindigkeit.

Die vorliegende Erfindung hat nun zur Aufgabe, eine andere Konzeption einer Anordnung der obenstehend beschriebenen Art zu schaffen, wobei die verwickelte Ermittlung des Spektrums des Schwebesignals ausgeschaltet ist.

Nach der Erfindung ist dazu diese Anordnung weiterhin mit den folgenden Elementen versehen:

- Mitteln zum Erzeugen eines zweiten HF-Signals mit einer in der Zeit sich ändernden Frequenz $F_2(t)$, das eine FM-modulierte Version eines zweiten HF-Trägersignals mit der Trägerfrequenz F_{02} dargestellt,

- Mitteln zum Ausstrahlen des zweiten HF-Signals in Richtung des Gegenstandes;

- Mitteln zum Empfangen des von dem Gegenstand reflektierten zweiten HF-Signals,

- Mitteln zum Mischen des empfangenen zweiten HF-Signals zur Erzeugung eines zweiten Schwebesignals, dessen Schwebefrequenz f_{b2} in der Grösse durch den zweiten mathematischen Ausdruck gegeben wird:

$$f_{b2} = 2 \frac{H}{c} \frac{dF_2(t)}{dt} \frac{1}{\cos \alpha} - 2 \frac{F_{02}}{c} \sqrt{\sin \alpha}$$

wobei $\frac{dF_2(t)}{dt}$ die Änderung des Frequenz des zweiten HF-Signals darstellt;

- einem Rechenelement zum auf iterative Art und Weise aus dem ersten und dem zweiten mathematischen Ausdruck ermitteln desjenigen Winkels α bei dem eine der beiden Schwebefrequenzen f_{b1} und/oder f_{b2} den geringsten Wert hat und zum durch Substitution dieses Wertes von α in den ersten und den zweiten mathematischen Ausdruck Ermitteln des Wertes von H und des Wertes von v .

Durch Anwendung der erfindungsgemässen Massnahmen wird erreicht, dass die Geschwindigkeit und die Höhe mit

030024/0754

2947803

grosser Genauigkeit bekannt sein können ohne dass dies die Anordnung übertrieben verwickelt macht. Ausgehend von einem herkömmlichen Funkhöhenmesser kann die Geschwindigkeitsinformation leicht ohne viel mehr Aufwand erhalten werden.

Ein weiterer Vorteil, der mit der Erfindung erhalten wird, ist, dass die verwendeten Antennen nicht äusserst genau gerichtet zu sein brauchen, weil der Gegenstand in einem ziemlich breiten Winkel gesehen werden muss. Dadurch beanspruchen diese wenig Platz.

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in der Zeichnung dargestellt und werden im folgenden näher beschrieben. Es zeigen

Fig. 1 eine Radaranordnung nach der Erfindung,

Fig. 2 den Verlauf der Frequenz der ausgestrahlten HF-Signale,

Fig. 3 eine schematische Darstellung zur Erläuterung der Wirkungsweise der Anordnung nach der Erfindung,

Fig. 4 den Verlauf der Frequenz des ausgestrahlten HF-Signals und des empfangenen HF-Signals,

Fig. 5 eine praktische Ausführungsform der Anordnung nach Fig. 1,

Fig. 6 einige Zeitdiagramme zur Erläuterung der Anordnung nach Fig. 5,

Fig. 7 eine erste Abwandlung der Vorrichtung nach der Erfindung,

Fig. 8 eine zweite Abwandlung der Vorrichtung nach der Erfindung,

Fig. 9 eine Zeitdiagramm zur Erläuterung der Wirkungsweise der in Fig. 8 dargestellten Anordnung.

Die Anordnung nach der Erfindung, die in Fig. 1 dargestellt ist, enthält ein Funkhöhenmesser von einem Typ, der in der französischen Patentschrift Nr. 1.557.670 beschrieben worden ist und auf dem Namen der Anmelderin lautet. Insbesondere enthält dieses Höhenmesser einen spannungsgesteuerten Oszillator 1, der ein erstes HF-Signal liefert mit einer in der Zeit sich ändernden Frequenz $F_1(t)$, das insbesondere eine linear FM-modulierte Version

030024/0754

14-11-1979

* 6

PHF 78-577

2947803

eines ersten HF-Trägers mit einer Trägerfrequenz F_{01} von beispielsweise 4,28 GHz darstellt, was einer Wellenlänge R_{01} von 7 cm entspricht. Der Frequenzhub von $F_1(t)$ wird als ΔF bezeichnet und ist beispielsweise 180 MHz. Dieses erste HF-Signal wird über die Antenne 2 ausgestrahlt, von einem Gegenstand 3 reflektiert und von einer Antenne 4 aufgefangen. Dieses aufgefangene Signal wird zusammen mit einem Teil des ausgestrahlten Signals einer Mischstufe 5 zugeführt zur Erzeugung eines Schwebesignals. Um einen Teil des ausgestrahlten Signals der Mischstufe 5 zuführen zu können, ist an dem Ausgang des HF-Oszillators 1 ein Richtungskoppler 6 angeschlossen. Das erhaltene Schwebesignal wird über ein Bandpassfilter 7, dessen zentrale Frequenz einen bestimmten Wert f_{b1} hat, einen Verstärker 8 und ein Tiefpassfilter 9 einem Frequenzdiskriminator 10 zugeführt, der ebenfalls auf die Frequenz f_{b1} abgestimmt ist. Das Ausgangssignal dieses Diskriminators 10 wird als Steuersignal einem steuerbaren Sägezahnsignalgenerator 11 zugeführt zur Steuerung der Neigung des von diesem Generator gelieferten sägezahnförmigen Signals. Weil der Maximalwert dieses sägezahnförmigen Signals konstant gehalten wird, ändert dadurch die Periodendauer dieses Sägezahnes. Dieses sägezahnförmige Signal wird nun dem Oszillator 1 als Steuersignal zugeführt. Durch den beschriebenen Aufbau des Funkhöhenmessers wird erreicht, dass die Frequenz des Schwebesignals konstant entsprechend f_{b1} gehalten werden kann, ungeachtet des Abstandes H des Gegenstandes 3.

An dem Ausgang der Mischstufe 5 ist ein zweites Bandpassfilter 22 angeordnet mit einer zweiten zentralen Frequenz f_{b2} . Das von der Mischstufe 5 gelieferte Schwebesignal wird über dieses Filter 22, einen Verstärker 23 und ein Tiefpassfilter 24 einem zweiten ebenfalls auf f_{b2} abgestimmten Frequenzdiskriminator 25 zugeführt. Das Ausgangssignal dieses Diskriminators 25 wird einem zweiten steuerbaren Sägezahnsignalgenerator 12 zur Steuerung der Neigung des von diesem Generator 12 gelieferten sägezahnförmigen Signals zugeführt. Weil auch nun der Maximalwert dieses sägezahnförmigen Signals konstant gehalten wird,

030024/0754

ändert auch nun die Periodendauer des Sägezahnnes. Auch dieses sägezahnförmige Signal wird über die Schaltungsanordnung 15 dem Oszillator 1 zugeführt, der dadurch ein zweites HF-Signal erzeugt mit einer in der Zeit sich
5 ändernden Frequenz $F_2(t)$. Der Frequenzhub von $F_2(t)$ wird ebenfalls als gleich ΔF bezeichnet werden.

Die Ausgangssignale der Generatoren werden ausser der Schaltungsanordnung 15 einer Steueranordnung 26 zugeführt, die diese Schaltungsanordnung steuert. Diese Steueranordnung 26 ermittelt, ob der mit dem Steuereingang des
10 Oszillators 1 verbundene Sägezahnsignalgenerator beispielsweise 11, 12 ein Signal liefert, dessen Wert grösser ist als der vorbestimmte Maximalwert. Sollte dies der Fall sein, so wird dieser Generator 11 angehalten, so dass er kein
15 Ausgangssignal mehr liefert und wird der Ausgang mit Hilfe der Schaltungsanordnung 15 von dem Eingang des Oszillators 1 entkoppelt. Gleichzeitig wird der Generator 12 gestartet und der Ausgang wird mit dem Eingang des Oszillators 1 mittels der Schaltungsanordnung 15 verbunden. Der Frequenz-
20 verlauf des ausgestrahlten Signals ist zur Erläuterung in Fig. 2 dargestellt.

Das Ausgangssignal des Generators 11 wird weiterhin noch einem Periodenmesser 16 zugeführt, der eine digitale Zahl liefert, die ein Mass für die Periodendauer des sägezahnförmigen Signals bildet, das von diesem Generator 11
25 geliefert wird. Auf entsprechende Weise wird das Ausgangssignal des Generators 12 weiterhin noch einem Periodenmesser 17 zugeführt, der eine digitale Zahl liefert, die ein Mass für die Periodendauer des sägezahnförmigen Signals bildet, das von diesem Generator 12 geliefert wird.
30

Die auf diese Weise erhaltenen Zahlen werden zusammen mit den Werten für λ_0 , ΔF , f_{b1} und f_{b2} einer Rechenanordnung 18 zugeführt, die mit Hilfe dieser Daten auf iterative Weise den Abstand H und die Geschwindigkeit
35 v ermittelt.

Zur Erläuterung, wie die Rechenanordnung 18 aus den ihr zugeführten Daten die Höhe H über der Erde und die Geschwindigkeit v gegenüber der Erde ermitteln kann, wenn

030024/0754

2947803

diese Anordnung sich in einem Flugzeug befindet, wird
 Fig. 3 benutzt. Die Antennen 2 und 4 sind zu dem Boden 3
 gerichtet, der auf diese Weise den Gegenstand bildet;
 das Flugzeug fliegt auf einer Höhe H mit einer Geschwin-
 digkeit " v ". Ein Punkt M auf dem Boden wird in einem
 Winkel α aus einem Punkt O , der in der Nähe der Antennen 2
 und 4 liegt, betrachtet. Es wird vorausgesetzt, dass dieser
 Punkt M in einer vertikalen Ebenen durch den Punkt O
 und parallel zum Vektor, der die Geschwindigkeit " v " dar-
 stellt, liegt.

Der Abstand " d " des Punktes M von dem Punkt O ist:

$$d = \frac{H}{\cos \alpha} \quad (1)$$

Zunächst wird vorausgesetzt, dass das erste HF-
 Signal mit der Frequenz $F_1(t)$ ausgestrahlt wird, wobei
 $F_{01} - \frac{\Delta F}{2} \leq f_1(t) \leq F_{01} + \frac{\Delta F}{2}$ ist und dass die Periode
 des sägezahnförmigen Signals, das von dem Generator 11
 geliefert wird, gleich T ist. Der dadurch erhaltenen Fre-
 quenzverlauf von $F_1(t)$ ist in Fig. 4 dargestellt. Die am
 Punkt M zurückgeworfene Welle gelangt an die Empfangsan-
 tenne 4 mit einer Verzögerung τ , wofür gilt

$$\tau = 2 \frac{d}{c} = 2 \frac{H}{c \cdot \cos \alpha} \quad (2)$$

In diesem Ausdruck ist c die Fortpflanzungsgeschwindig-
 keit im freien Raum.

Zwischen der ausgestrahlten Welle und der empfange-
 nen Welle gibt es auf diese Weise einen Frequenzunterschied
 fb , für den gilt:

$$fb' = \tau \frac{dF(t)}{dt} = 2 \frac{H}{c} \cdot \frac{dF(t)}{dt} \cdot \frac{1}{\cos \alpha} \quad (3)$$

Dieser Ausdruck gilt jedoch nur wenn das Flugzeug
 gegenüber dem Gegenstand 3 als stillstehend betrachtet
 werden kann. Die Tatsache, dass sich das Flugzeug mit einer
 Geschwindigkeit " v " verschiebt, liefert einen anderen Aus-
 druck für fb und zwar infolge des Dopplereffektes, der
 berücksichtigt werden muss. Weil die Geschwindigkeit des
 Flugzeuges in der Richtung Om gleich $N \sin \alpha$ ist, wird die
 Ist-Schwebefrequenz etwa gleich fb sein, wofür gilt:

030024/0754

$$fb = 2 \cdot \frac{H}{c} \cdot \frac{dF(t)}{dt} \cdot \frac{1}{\cos} - \frac{2v}{\lambda_0} \sin \alpha \quad (4)$$

wobei $\alpha = \frac{c}{F_0}$

Aus (4) folgt, dass jedem Wert von α ein bestimmter Wert von fb zugeordnet ist. Die in (4) dargestellte Funktion hat für einen bestimmten Wert von α ein Minimum. Der diesem Minimum entsprechende Wert von α wird als α_0 bezeichnet und dieser Wert folgt aus der Gleichung:

$$\frac{dfb}{d\alpha} = 0 \quad (5)$$

oder:

$$\left(\frac{2H \cdot \alpha F(b)}{c \cdot dt} \cdot \frac{\sin \alpha_0}{\cos^2 \alpha_0} \right) - \frac{(2v)}{\lambda_0} \cos \alpha_0 = 0 \quad (6)$$

Die in Fig. 1 dargestellte Anordnung ist

15 $\frac{dF(t)}{dt} = \frac{\Delta F}{T}$, wobei ΔF konstant ist und wobei T durch die Periodendetektoren 16 und 17 ermittelt wird.

In der in Fig. 1 dargestellten Anordnung werden zwei Messungen durchgeführt mit unterschiedlichen Werten von $dF(t)$, was zu zwei unterschiedlichen Werten von T führt, die durch T_1 bzw. T_2 bezeichnet werden und zu zwei unterschiedlichen Werten für fb , die als fb_1 bzw. fb_2 bezeichnet werden. fb_1 und fb_2 entsprechen je dem Ausdruck (4) und weiterhin wird für einen bestimmten Wert α_1 von α gelten, dass $\frac{df_{b1}}{d\alpha} = 0$ ist und für einen bestimmten Wert α_2 von α wird gelten, dass $\frac{df_{b2}}{d\alpha} = 0$ ist. Um nun die Grössen H und v zu ermitteln, stehen die nachfolgenden Gleichungen zur Verfügung

$$30 \quad fb_1 = 2 \cdot \frac{H}{c} \cdot \left(\frac{\Delta F}{T_1} \right) \cdot \frac{1}{\cos \hat{\alpha}_1} - 2 \cdot \frac{v}{\lambda_0} \sin \hat{\alpha}_1 \quad (7)$$

$$2 \cdot \frac{H}{c} \cdot \left(\frac{\Delta F}{T_1} \right) \cdot \frac{\sin \hat{\alpha}_1}{\cos^2 \hat{\alpha}_1} - \frac{2v}{\lambda_0} \cos \hat{\alpha}_1 = 0 \quad (8)$$

$$fb_2 = 2 \cdot \frac{H}{c} \cdot \left(\frac{\Delta F}{T_2} \right) \cdot \frac{1}{\cos \hat{\alpha}_2} - \frac{2v}{\lambda_0} \sin \hat{\alpha}_2 \quad (9)$$

$$35 \quad 2 \cdot \frac{H}{c} \cdot \left(\frac{\Delta F}{T_2} \right) \cdot \frac{\sin \hat{\alpha}_2}{\cos^2 \hat{\alpha}_2} - \frac{2v}{\lambda_0} \cos \hat{\alpha}_2 = 0 \quad (10)$$

Aus (8) und (10) folgt, dass:

14-11-1979

8 10

PHF 78.577

2947803

$$\hat{a}_1 = \text{Arc cos} \frac{\sqrt[3]{3x_1}}{\sqrt{\text{tg} \left[2 \text{Arc tg} \sqrt[3]{\text{tg} \left(\frac{1}{2} \text{Arctgx}_1 \right)} \right]}} \quad (8a)$$

$$\hat{a}_2 = \text{Arc cos} \frac{\sqrt[3]{3x_2}}{\sqrt{\text{tg} \left[2 \text{Arc tg} \sqrt[3]{\text{tg} \left(\frac{1}{2} \text{Arctgx}_2 \right)} \right]}} \quad (10a)$$

wobei:

$$x_1 = \frac{2 \cdot H \cdot \Delta F \cdot \lambda_0}{3 \sqrt{3 \cdot c \cdot T_1 \cdot v}}$$

$$x_2 = \frac{2 \cdot H \cdot \Delta F \cdot \lambda_0}{3 \sqrt{3 \cdot c \cdot T_2 \cdot v}}$$

oder auch:

$$\hat{a}_1 = \text{Arc cos} \sqrt[3]{\frac{3x_1}{2} \cdot \frac{1 - \left(\frac{\sqrt{1+x_1-1}}{x_1} \right)^{2/3}}{\left(\frac{\sqrt{1+x_1-1}}{x_1} \right)^{1/3}}} \quad (8b)$$

$$\hat{a}_2 = \text{Arc cos} \sqrt[3]{\frac{3x_2}{2} \cdot \frac{1 - \left(\frac{\sqrt{1+x_2-1}}{x_2} \right)^{2/3}}{\left(\frac{\sqrt{1+x_2-1}}{x_2} \right)^{1/3}}} \quad (10b)$$

Die Rechenanordnung 18 enthält einen programmierten Mikroprozessor, der auf iterative Weise die Gleichungen (7), (8), (9) und (10) löst.

Die Werte fb_1 und fb_2 sind bekannte zuvor festgelegte Grössen und sind beispielsweise gleich 100 kHz bzw. 5 kHz. Insbesondere gilt für diese Schwebefrequenzen, dass sie je grösser oder gleich $2v_{\max}/\tau_0$ sind, wobei v_{\max} gleich der maximal zulässigen Fluggeschwindigkeit ist.

Der Iterationsprozess wird mit einem ersten Annäherungswert $H(1)$ von H und mit einem Wert $\alpha_1 = 0$ gestartet, so dass:

$$H(1) = \frac{cT_1}{2\Delta F} fb_1 \quad (11)$$

030024/0754

2947803

Wird nun weiterhin $v = 0$ vorausgesetzt, so folgt aus (9), dass der erste Annäherungswert $\alpha_2(1)$ von α_2 der nachfolgenden Gleichung entspricht:

$$\alpha_2(1) = \arccos\left(\frac{fb_1}{fb_2} \cdot \frac{T_1}{T_2}\right) \quad (12)$$

Ausgehend von diesen Anfangswerten werden die Iterationen durchgeführt.

1. Schritt Das Ermitteln eines ersten Wertes $v(1)$ von v mit Hilfe des Ausdrucks (9) in dem:

$H = H(1)$ und $\alpha_2 = \alpha_2(1)$, so dass

$$c(1) = \frac{\lambda_0}{2 \sin \alpha_2(1)} \left(\frac{2H(1)}{c} \right) : \frac{\Delta F}{T_2} \cdot \frac{1}{\cos \alpha_2(1)} - fb_2 \quad (13)$$

2. Schritt Das Ermitteln eines ersten Wertes $\alpha_1(1)$ von α_1 mit Hilfe des Ausdruckes (8a) oder (8b), in dem $H = h(1)$ und $v = v(1)$ ist.

3. Schritt Das Ermitteln eines neuen Wertes $H(2)$ von H mit Hilfe des Ausdrucks (7) in dem darin für a_1 der Wert $a_1(1)$ substituiert wird und dass darin für v der Wert $v(1)$ substituiert wird, so dass:

$$H(2) = \frac{c \cdot T_1 \cdot \cos \alpha_1(1)}{2 \Delta F} \left(\frac{2 \cdot v(1)}{\lambda_0} \sin \alpha_1(1) + fb_1 \right)$$

4. Schritt Das Ermitteln eines neuen Wertes $\alpha_2(2)$ für α_2 mit Hilfe des Ausdrucks (10a) oder (10b) in dem in diesem Ausdruck der Wert $H(2)$ und $v(1)$ substituiert wird. Die Schritte 1 bis einschliesslich 4 werden n -Mal wiederholt bis $H(n)$ und $v(n)$ mit der gewünschten Genauigkeit den Werten $H(n-1)$ und $v(n-1)$ entsprechen.

In Fig. 5 ist ein praktisches Ausführungsbeispiel der Anordnung dargestellt, die in Fig. 1 angegeben ist. In dieser Fig. 5 ist von den beiden auf dieselbe Art und Weise aufgebauten Generatoren 11 und 12 der Generator 11 detailliert dargestellt. Dieser Generator 11 enthält eine spannungsgesteuerte Stromquellenschaltung 130, der das Ausgangssignal des Diskriminators 10 als Steuersignal zugeführt wird und zwar über einen Eingang 129. Der von dieser Stromquellenschaltung gelieferte Strom wird einem

030024/0754

14-11-1979

12

PHF 78.577

2947803

Kondensator 131 zugeführt, der durch einen Feldeffekt-transistor 134 kurzgeschlossen werden kann. Die Spannung am Kondensator 131 wird über einen Pufferverstärker 32 dem Ausgang 133 des Generators zugeführt. Die Tatsache, ob der Transistor 134 leitend ist oder nicht, ist von der ihm zugeführten Steuerspannung abhängig. Diese Steuerspannung rührt entweder von der Steueranordnung 26 oder von einer Vergleichsanordnung 135 her. Durch Verwendung dieser Vergleichsanordnung, von der ein Eingang mit dem Ausgang des Verstärkers 132 verbunden ist und der über den anderen Eingang eine Bezugsspannung V_{ref} zugeführt wird, wird erreicht, dass die sägezahnförmige Spannung zwischen 0 und dieser Spannung V_{ref} variiert. Der Ausgang der Vergleichsanordnung 135 ist über eine monostabile Schaltungsanordnung 136 und eine Diode 137 an den Steuereingang des Transistors 134 angeschlossen. Es sei bemerkt, dass auch die Steuerspannung, die von der Steueranordnung 26 geliefert wird über einen Eingang 110 dem Generator 11 und über eine Diode 138 dem Steuereingang des Transistors 134 zugeführt wird. Das an dem Steuereingang des Transistors 134 vorhandene Signal wird zugleich dem Periodenmesser 16 über den Ausgang 139 zugeführt. Die Anschlüsse 110, 129, 133, 139 des Generators 11 entsprechen den Anschlüssen 120, 140, 141, 142 des Generators 12.

Die Steueranordnung 26 wird durch eine Flip-Flop-Schaltung vom RS-Type gebildet, die aus zwei NICHT-UND-Toren 150 und 151 besteht. Der Ausgang des Tores 150 ist einerseits mit einem ersten von zwei Eingängen des Tores 151 verbunden und andererseits mit dem Eingang 120 des Generators 12. Der Ausgang des Tores 151 ist einerseits mit einem ersten Eingang des Tores 150 und andererseits mit dem Eingang 110 des Generators 11 verbunden. Die anderen Eingänge der Tore 150 und 151 sind mit den Ausgängen differenzierende Netzwerke verbunden, die durch einen Widerstand 152, 154 und einen Kondensator 153 bzw. 155 gebildet werden. Der Eingang des differenzierenden Netzwerkes 152, 153 ist mit dem Ausgang 141 des Generators 12 verbunden und der Eingang des differenzierenden Netzwerkes 154, 155

030024/0754

ist mit dem Ausgang 133 des Generators 11 verbunden.

Die Schaltungsanordnung 15 enthält zwei spannungsgesteuerte Schalter 160 und 161, die beispielsweise aus Feldeffektransistoren bestehen. Der Schalter 160 verbindet den Steuereingang des Oszillators 1 mit dem Ausgang 141 des Generators 112; der Schalter 161 verbindet denselben Steuereingang mit dem Ausgang 133 des Generators 11.

Die Periodenmesser 16 und 17 sind vom digitalen Typ und haben eine identische Struktur. Der Periodenmesser 16 ist mit einem Digitalzähler 165 zum Zählen der Impulse eines Taktimpulssignalgenerators 166 versehen. Der Ausgang dieses Taktimpulssignalgenerators ist mit dem Eingang dieses Zählers 165 über ein UND-Tor 167 verbunden, von dem ein invertierender Eingang mit dem Ausgang 139 des Generators 11 verbunden ist. Der Periodenmesser 16 ist auch mit einem Überbrückungskreis mit einem Register 168 versehen, das mit dem Zähler 165 verbunden ist und durch das Signal gesteuert wird, das an dem Ausgang 139 des Generators 11 auftritt. Dieses letztgenannte Signal wird zugleich über eine Verzögerungsanordnung 169 mit einer Verzögerungszeit T dem Rückstelleingang des Zählers 165 zugeführt.

Die Elemente 165 bis einschliesslich 169 des Periodenmessers 16 entsprechen den Elementen 175 bis einschliesslich 179 des Periodenmessers 117. Der invertierende Eingang des Tores 177 ist nun mit dem Ausgang 142 des Generators 12 verbunden. Die Wirkungsweise der in Fig. 5 dargestellten Anordnung wird nun noch weiter an Hand der Fig. 6 näher erläutert, wobei einige Zeitdiagramme unterschiedlicher Signale dargestellt sind, die in dieser Anordnung vorhanden sind. Die durch 139, 133, 142, 141 bezeichneten Linien zeigen die Form der Signale an den Eingängen 139, 133, 142, bzw. 141 der Generatoren 11 und 12. Die Linie (S 136) stellt das Signal an dem Ausgang der monostabilen Schaltungsanordnung 136 dar. Die Linie (E 151) das Signal an dem Eingang des Tores 151. Die Linie (S 151) das Signal an dem Ausgang des Tores 151. Die Linie (S 150) das Signal an dem Ausgang des Tores 150. Die Linie (E 150)

14-11-1979

14

PHF 78.577

2947803

das Signal an dem Eingang des Tores 150. Die Linie (E 1)
das Signal an dem Steuereingang des Oszillators 1. Die
Linie "t" stellt die Zeit dar.

Zu einem Zeitpunkt " t_0 " startet das sägezahnförmige
Signal, das von dem Generator 11 geliefert wird. Wenn zu
dem Zeitpunkt " t_1 " dieses Signal den Wert V_{Ref} erreicht,
liefert die Vergleichsanordnung 135 ein Signal, das von
dem Wert "0" auf den Wert "1" übergeht. Bei diesem Signal-
Übergang liefert die monostabile Schaltungsanordnung 136
einen Impuls, der durch die Linie S136 dargestellt wird;
dieser Impuls macht den Transistor 134 leitend; der Kon-
densator 131 wird dann entladen und die Spannung an dem
Ausgang 133 geht auf 0 Volt über. Das differenzierende
Netzwerk, das durch den Widerstand 154 und den Kondensa-
tor 155 gebildet wird, liefert einen Impuls, der durch
die Linie E 151 dargestellt wird. Dieser Impuls lässt
die Flip-Flop-Schaltung 150, 151 ihren Zustand ändern,
so dass am Ausgang des Tores 151 ein Signal erhalten wird,
dessen logischer Wert "1" ist und am Ausgang des Tores 150
ein Signal "0". Weil der Steuereingang des Transistors 134
mit dem Ausgang des Tores 151 verbunden ist, bleibt der
Leitungszustand des Transistors 134 beibehalten. Das Aus-
gangssignal des Generators 11 bleibt 0 Volt. Weil das
Signal an dem Ausgang des Tores 150 den Wert "0" hat,
liefert der Generator 12 dann das sägezahnförmige Signal
von 0 Volt, dieses Signal wird dem Steuereingang des Os-
zillators 1 zugeführt, weil der Schalter 160 durch das
logische Signal mit dem Wert "1", das an dem Ausgang des
Tores 151 vorhanden ist, leitend gemacht worden ist.

Wenn zu dem Zeitpunkt " t_2 " das Signal an dem Aus-
gang 141 des Generators 12 den Wert V_{Ref} erreicht, geht
dieser auf 0 Volt über. Dieser plötzliche Spannungsabfall
wird von dem differenzierenden Netzwerk 152, 153 detektiert,
so dass die Flip-Flop-Schaltung 150, 151 abermals ihren
Zustand ändert. Dieser neue Zustand startet abermals
den Generator 11 und hält den Generator 12 an. Dem Oszilla-
tor 1 wird auf diese Weise die Steuerspannung von dem Ge-
nerator 11 zugeführt, weil der Schalter 161 im leitenden

030024/0754

Zustand ist und der Schalter 162 nicht leitend ist. Der
Obenstehend beschriebene Prozess wird dann wiederholt.

Wenn das Signal an den Ausgängen 133 bzw. 142 den
Wert "0" annimmt, d.h. dass der betreffende Generator das
5 sägezahnförmige Signal liefert, werden dem Zähler 165
bzw. 175 Impulse von dem Taktimpulsgenerator 166 bzw. 176
zugeführt. Wenn das Signal an den Ausgängen 133 bzw. 142
auf den Wert "1" übergeht, wird der Inhalt des Zählers
165 bzw. 175 zunächst über den Übertragungskreis 168 bzw.
10 178 der Rechenschaltung 18 zugeführt, wonach die Zähler
165 bzw. 175 auf Null gebracht werden.

Die Rechenschaltung 18 wird durch einen Mikroprozes-
sor 200, beispielsweise den Mikroprozessor MC 6802 von
MOTOROLA gebildet; mit diesem Mikroprozessor sind zwei
15 Speicher 201 und 202 verbunden, von denen der eine zum
Empfangen des Arbeitsprogramms bestimmt ist und der zweite
unterschiedliche tabellarische Werte enthält: einerseits
die unterschiedlichen trigonometrischen Funktionen und
andererseits die Beziehungen 8a und 10a, was die Rechen-
20 zeit kürzt.

Der Mikroprozessor ist mit einem gemeinsamen Daten-
bus mit acht Drähten versehen, der zum Empfangen der In-
formationen der Periodenmesser 16 und 17 mit der Multiplex-
anordnung 204 verbunden ist, die in der Figur als Schalter
25 mit vier Stellungen dargestellt ist. Weil der Datenbus
203 acht Drähte hat und die Register 168 und 178 in diesem
Ausführungsbeispiel 16 Stellungen haben wird das Auslesen
dieser Register in zwei Läufen durchgeführt. Auch die
Zahlen, die für den Abstand und die Geschwindigkeit reprä-
30 sentativ sind, werden in sechzehn Bits geliefert und
werden an den Ausgängen 19 und 20 verfügbar, die je an zwei
Register mit je acht Bits 205, 206 bzw. 207 und 208 ange-
schlossen sind. Die Steuereingänge dieser Register 205 bis
einschliesslich 208 zum Einschreiben und Auslesen von In-
35 formation, sowie die Multiplexanordnung 204 sind mit den
Ausgängen einer Dekodieranordnung 210 verbunden, deren
Eingang mit der gemeinsamen Adressenleitung 212 des Mikro-
prozessors 200 verbunden ist; diese Leitung ist auch mit

den Adresseneingängen der Speicher 200 und 201 verbunden.

Fig. 7 zeigt eine Abwandlung der in Fig. 1 dargestellten Anordnung. In dieser Figur tragen die Elemente, die denen aus Fig. 1 entsprechen, dieselben Bezugszeichen.

- 5 Die in dieser Figur dargestellte Anordnung ist mit einem einzigen Sägezahnsignalgenerator 30 versehen, wobei die Neigung des Ausgangssignals entweder durch das Signal, das von dem Diskriminator 10 herrührt oder durch das Signal, das von dem Diskriminator 25 herrührt, gesteuert wird. Die
10 Ausgänge dieser Diskriminatoren 10 und 25 sind mit je einem Steuereingang des Generators 30 über einen Schaltkreis 35 verbunden.

- Ein Periodenmesser 36 misst die Dauer der jeweiligen Sägezähne. Die Dauer des Sägezahnes, der von dem Generator 30 erzeugt wird, wenn dieser von dem Ausgangssignal des Diskriminators 10 gesteuert wird, wird in einem Register 37 gespeichert, so dass dieser verfügbar ist um
15 in der Rechenschaltung 18 verarbeitet zu werden.

- Die Dauer des Sägezahnes, der von dem Generator 30 erzeugt wird, wenn dieser von dem Ausgangssignal des Diskriminators 25 gesteuert wird, wird in einem Register 38 gespeichert. Eine Steuerschaltung 42, die das Ende der Sägezähne detektiert, sorgt für die Steuerung des Schaltkreises 35 und der Register 37 und 38.

- 25 Der Sägezahngenerator 30 ist ebenso wie der Generator 11, der in Fig. 5 detailliert dargestellt ist, mit einer spannungsgesteuerten Stromquelle 300, einem Kondensator 301, einem Feldeffekttransistor 302 zum Kurzschliessen dieses Transistors, wenn die monostabile Schaltung 303 einen
30 Ausgangsimpuls liefert, versehen; diese Schaltungsanordnung 303 wird von der Vergleichsschaltung 304 gesteuert, der über einen Pufferverstärker 305 die Spannung an dem Kondensator 301 zugeführt wird, sowie eine Bezugsspannung.

- Die Spannung an dem Steuereingang des Transistors 302 steuert den Periodenmesser 36. Dieser Periodenmesser
35 ist hauptsächlich aus einem Zähler 360 aufgebaut, dessen Zähleingang mit dem Ausgang eines NICHT-UND-Tores 361 verbunden ist, von dem ein invertierender Eingang mit

030024/0754

2947803

dem Ausgang eines Taktimpulssignalgenerators 362 verbunden ist; ein Verzögerungselement 363 introduziert wieder eine Verzögerung T , die kleiner ist als die Dauer des Impulses, der von der monostabilen Schaltungsanordnung 303 geliefert wird. Der Steuereingang der Register 37 ist unmittelbar und der des Registers 38 ist über eine Umkehranordnung 375 mit dem Ausgang der Steuerschaltung 42 verbunden. Die Eingänge der Register 37 und 38 sind mit den Ausgängen des Zählers 360 verbunden.

Die Steuerschaltung 42 ist aus einem differenzierenden Netzwerk zusammengestellt, das durch einen Kondensator 420 und einen Widerstand 421 gebildet wird, dessen Eingang mit dem Ausgang des Generators 30 verbunden ist, d.h. mit dem Ausgang des Verstärkers 305 und wobei der Ausgang mit dem Eingang einer Flip-Flop-Schaltung 22 von dem Typ T verbunden ist, deren Ausgang den Ausgang dieser Anordnung 42 bildet. Die Flip-Flop-Schaltung 422 ändert ihren Zustand bei jedem Übergang des Signals, das derselben zugeführt wird.

Die Anordnung nach Fig. 7 funktioniert auf dieselbe Art und Weise wie die in den Figuren 1 und 5 dargestellte Anordnung. Zunächst wird davon ausgegangen, dass das Signal an dem Ausgang der Flip-Flop-Schaltung 422 den logischen Wert "1" hat, so dass der Eingang des Sägezahn-
generators 30 über den Schaltkreis 35 an den Ausgang des Diskriminators 10 angeschlossen ist. Wenn der Wert des sägezahnförmigen Signals den Wert V_{ref} erreicht, wird dies durch die Vergleichsanordnung 394 detektiert, deren Ausgangssignal dann die monostabile Schaltungsanordnung 303 ausschaltet. Dieses Ausgangssignal verursacht zwei Effekte. An erster Stelle wird der Transistor 302 leitend, das Ausgangssignal des Generators 30 nimmt dann den Wert Null an; an zweiter Stelle wird der Zähler 360 gesperrt. Die Tatsache, dass der Sägezahn schnell von dem Wert V_{ref} auf den Wert Null übergeht, wird von dem differenzierenden Netzwerk 420, 421 detektiert, so dass die Flip-Flop-Schaltung 422 ihren Zustand ändert, das Ausgangssignal hat den Wert "0"; diese Zustandsänderung führt dazu, dass

030024/0754

2947803

der Inhalt des Zählers 360 in dem Register 37 eingeschrieben wird und dass die Schaltanordnung 35 ihre Stellung ändert. Durch das Verzögerungselement 363 wird das Signal, das von der monostabilen Schaltungsanordnung 303 geliefert wird, verzögert dem Rückstelleingang des Zählers 360 zugeführt. Wird daraufhin das Ausgangssignal der monostabilen Schaltung 303 gleich 0, so wird abermals ein Sägezahn gestartet, dessen Neigung von dem vom Diskriminator 25 gelieferten Signal abhängig ist. Das Tor 361 ist geöffnet und die Periode dieses Zustandes wird gemessen. Wenn dieser Wert einmal gemessen ist, werden die Daten, die diesen Wert darstellen, in das Register 38 eingespeichert.

Eine andere Abwandlung der in Fig. 1 dargestellten Anordnung ist in Fig. 8 dargestellt; in dieser Figur haben die Elemente, die denen aus Fig. 1 entsprechen, auch dieselben Bezugszeichen. In dieser Ausbildung wird der Schaltkreis 15 durch einen freilaufenden Taktimpulsgenerator 50 gesteuert. Die Frequenz des von demselben erzeugten Taktimpulssignals wird wesentlich höher vorausgesetzt als die der sägezahnförmigen Signale, so dass der Steuereingang des Oszillators 1 mit hoher Geschwindigkeit abwechselnd die Ausgangssignale der Generatoren 11 und 12 empfangen. Der dadurch erhaltene Verlauf der Frequenz des Ausgangssignals des Oszillators 1 ist in Fig. 9 dargestellt.

Obschon eine Radaranordnung beschrieben worden ist, in der der Frequenzhub ΔF als Konstante wirksam ist und die Periode T variiert, kann auch eine Radaranordnung verwendet werden, in der T die Konstante ist und ΔF variiert.

030024/0754

- 19 -
Leerseite

2947803

-23-
1/4

Nummer:

Int. Cl.2:

Anmeldetag:

Offenlegungstag:

29 47 803

G 01 B 9/02

28. November 1979

12. Juni 1980

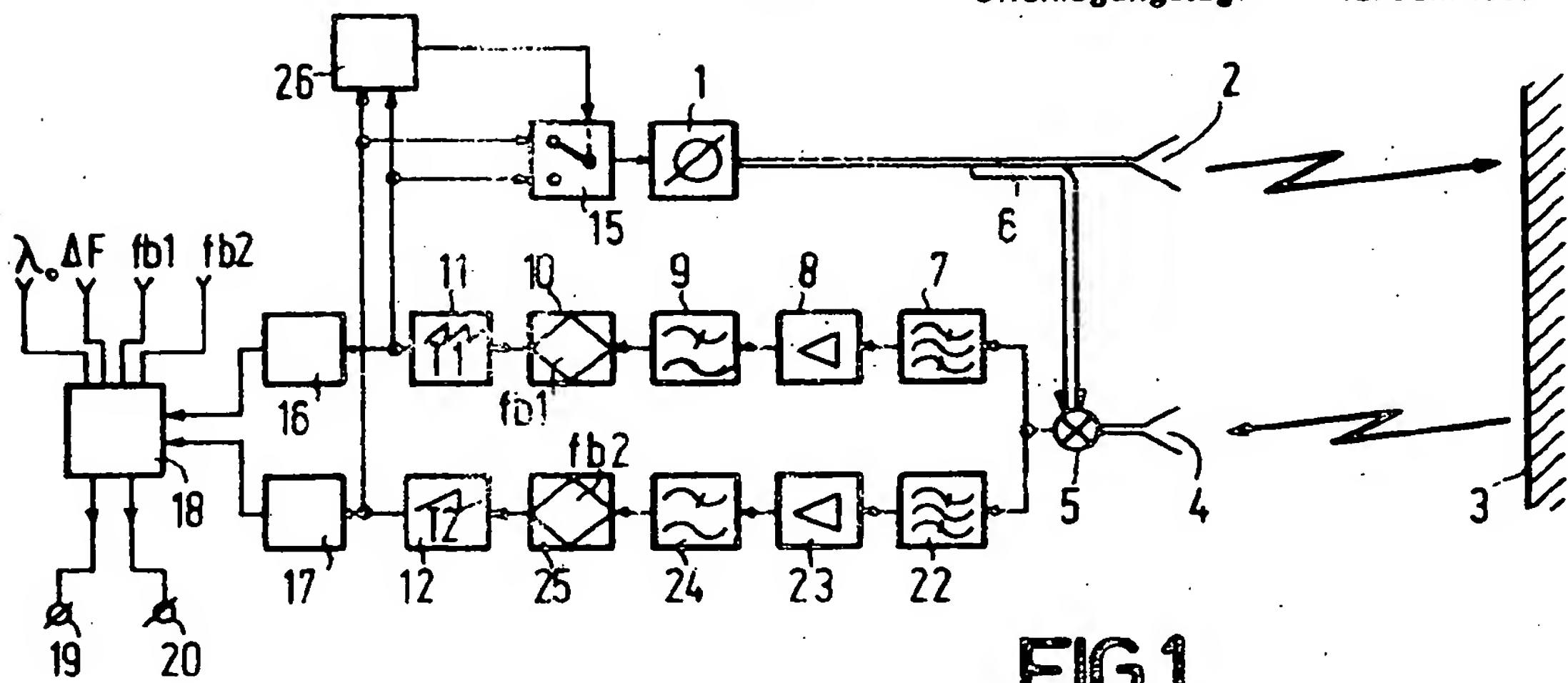


FIG. 1

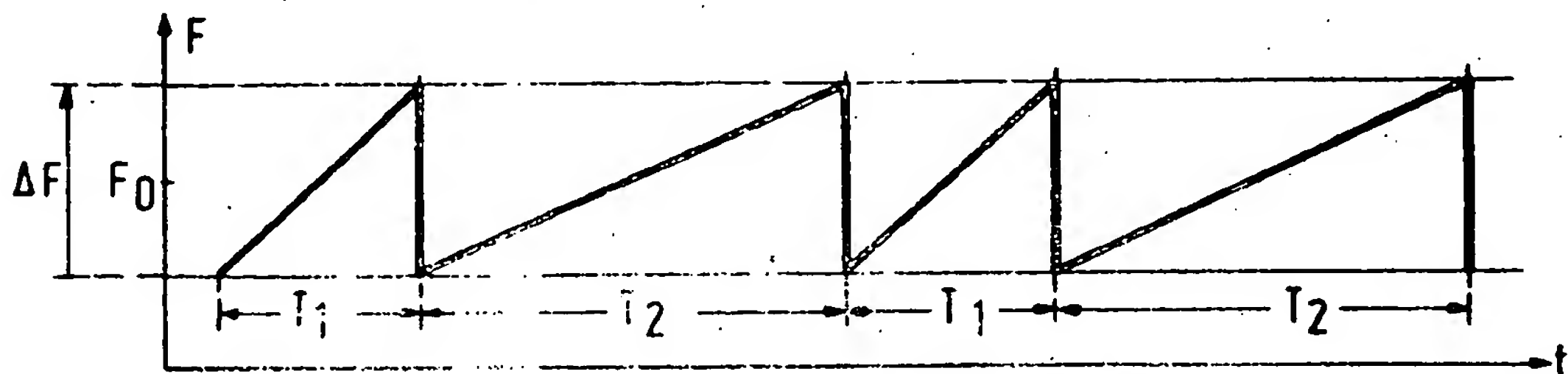


FIG. 2

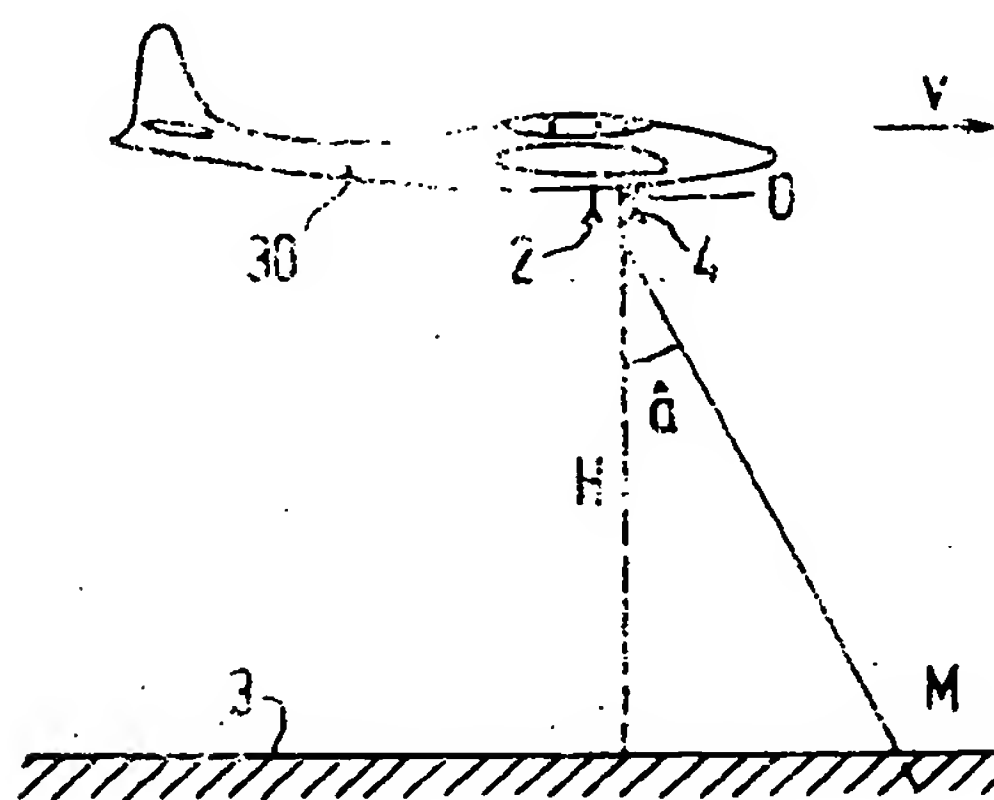


FIG. 3

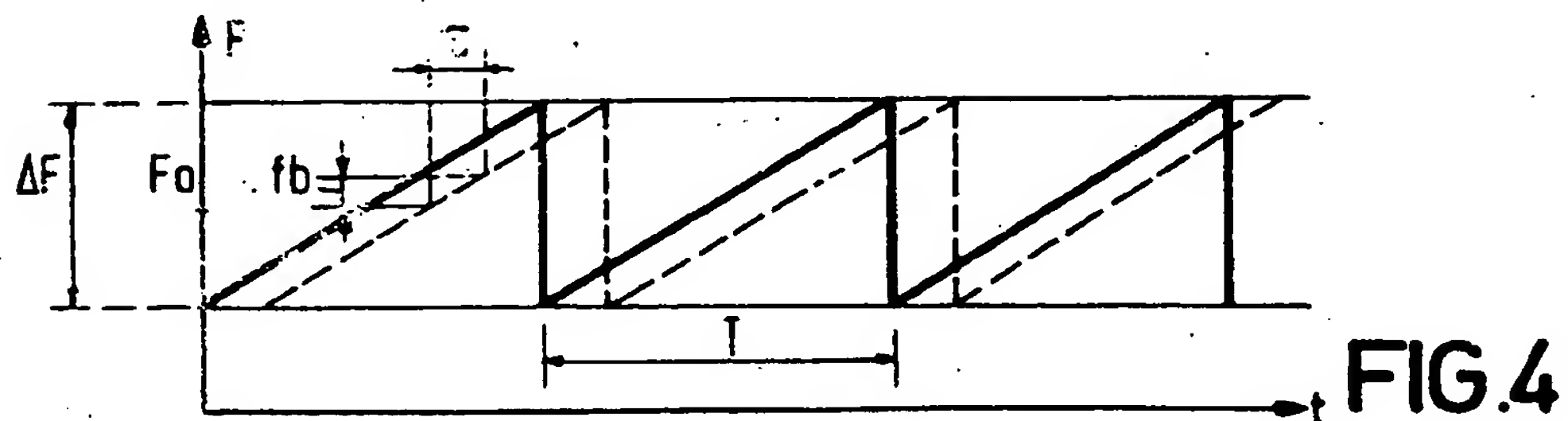


FIG. 4

030024/0754

1-IV-PHF 78-577

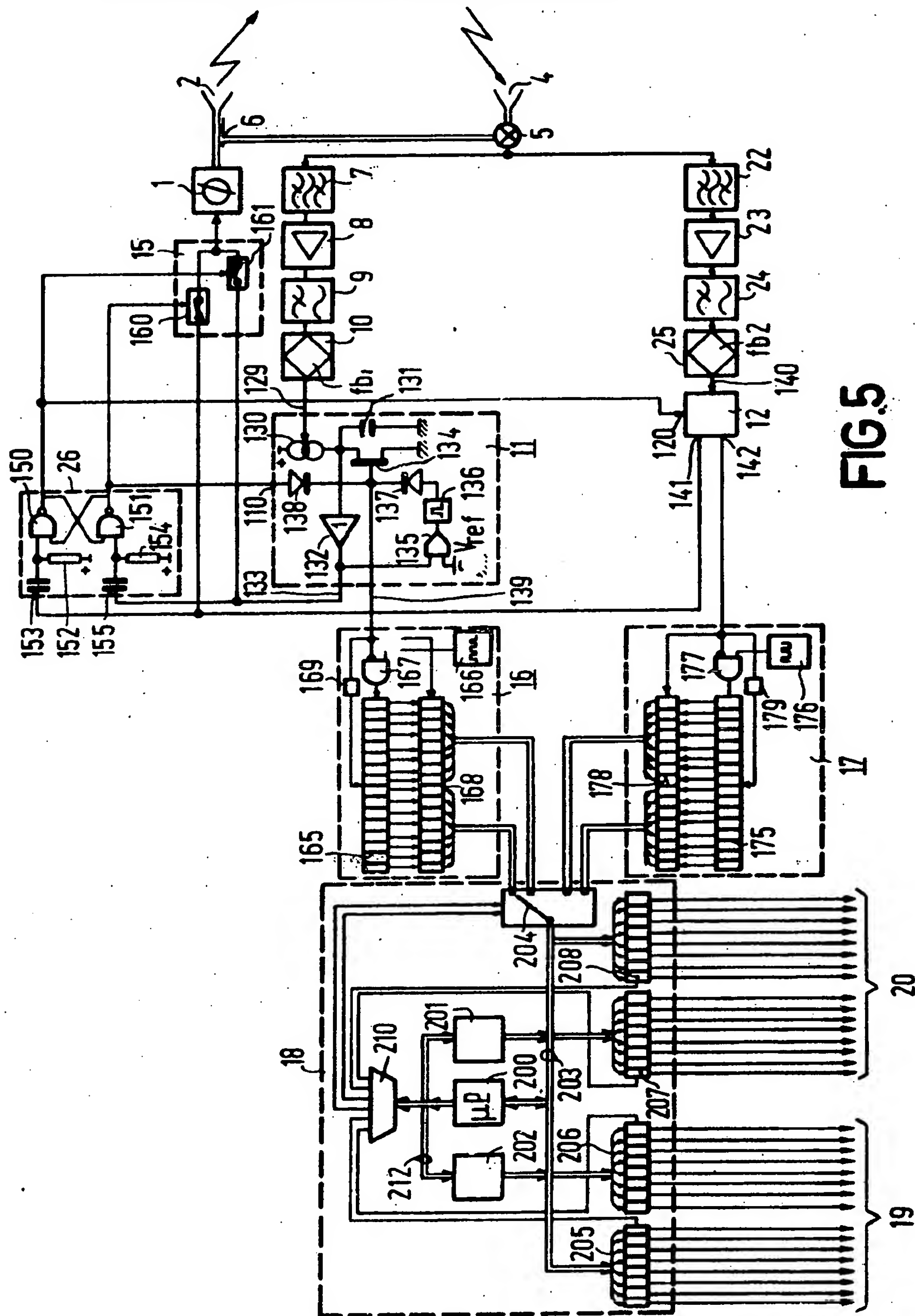
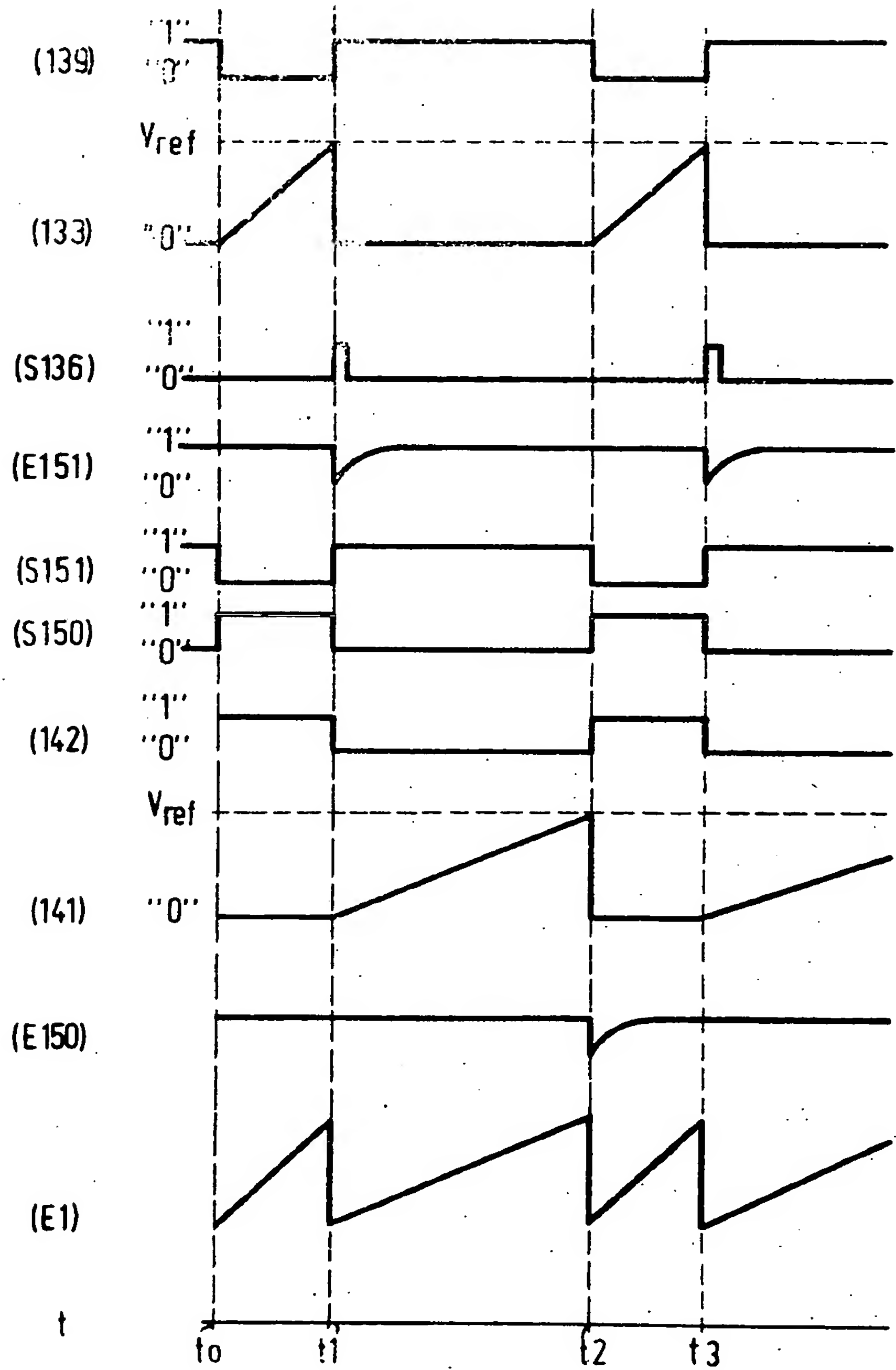


FIG. 5

FIG.6



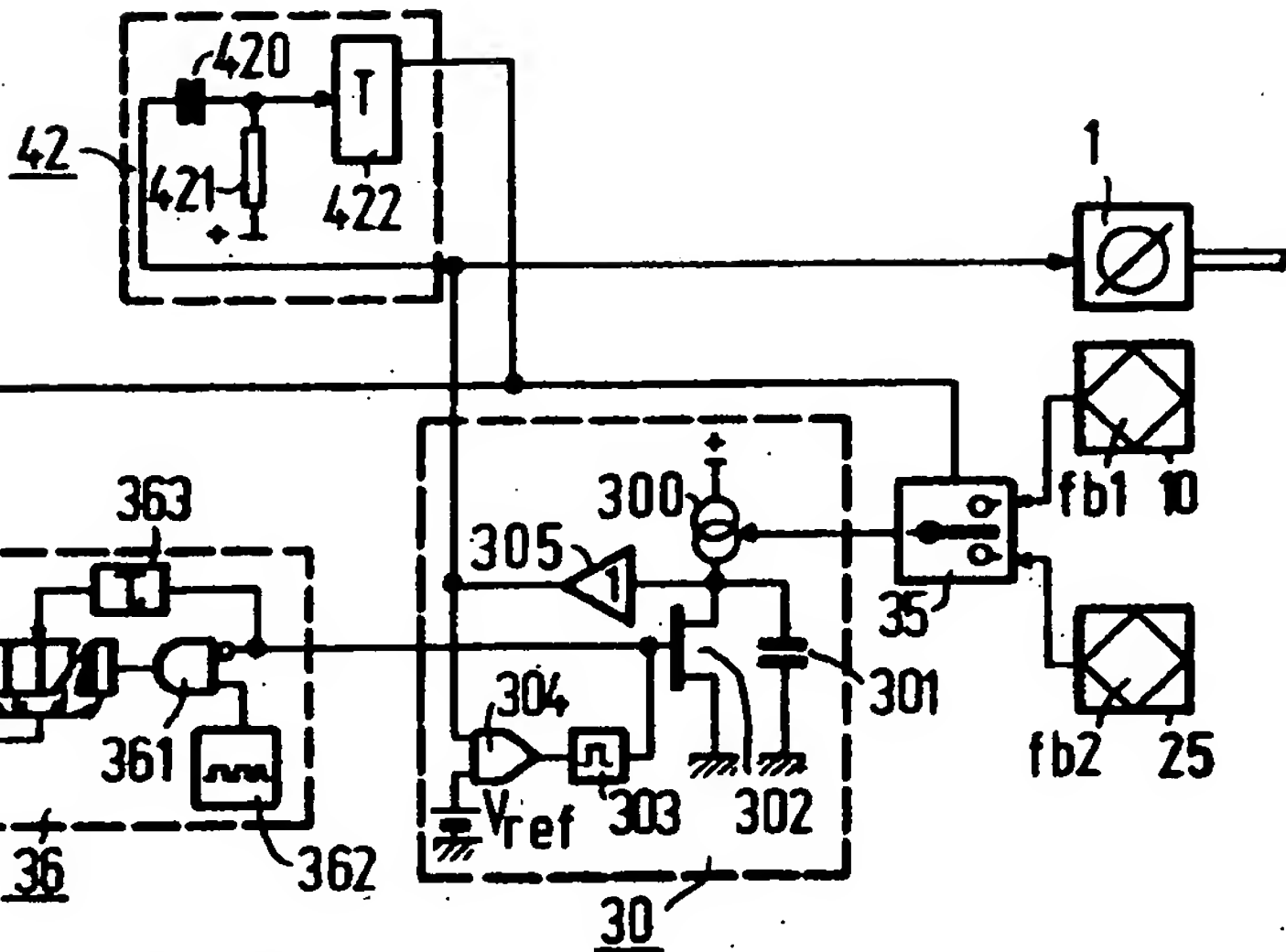


FIG.7

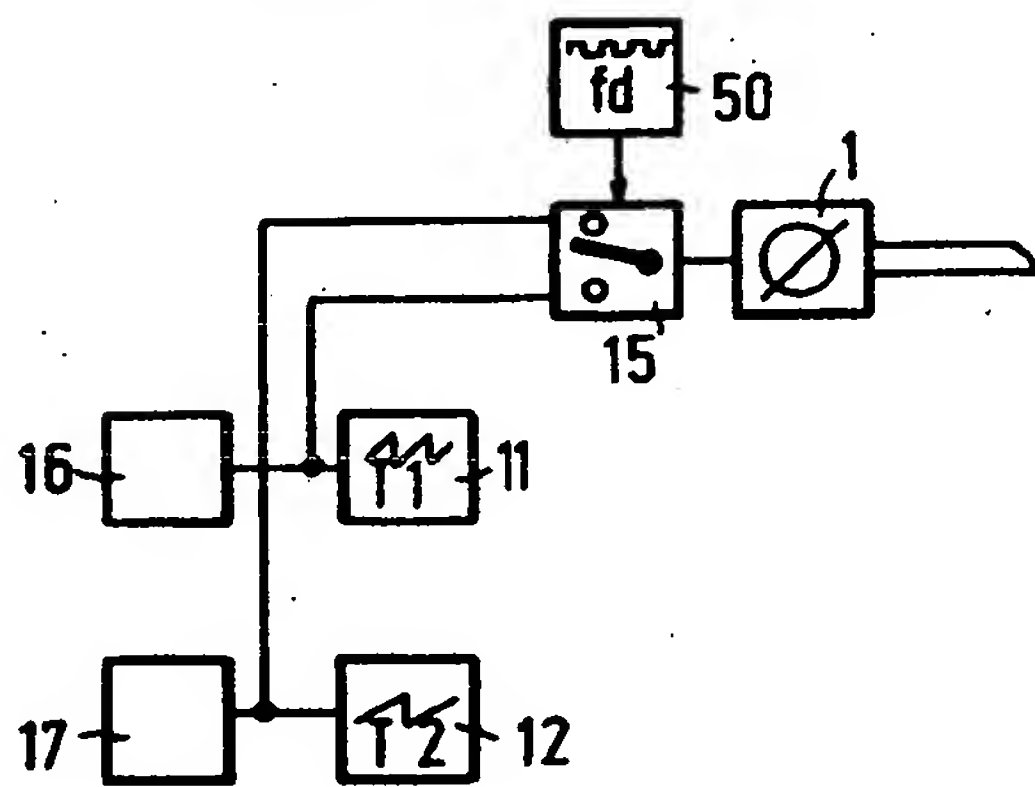


FIG.8

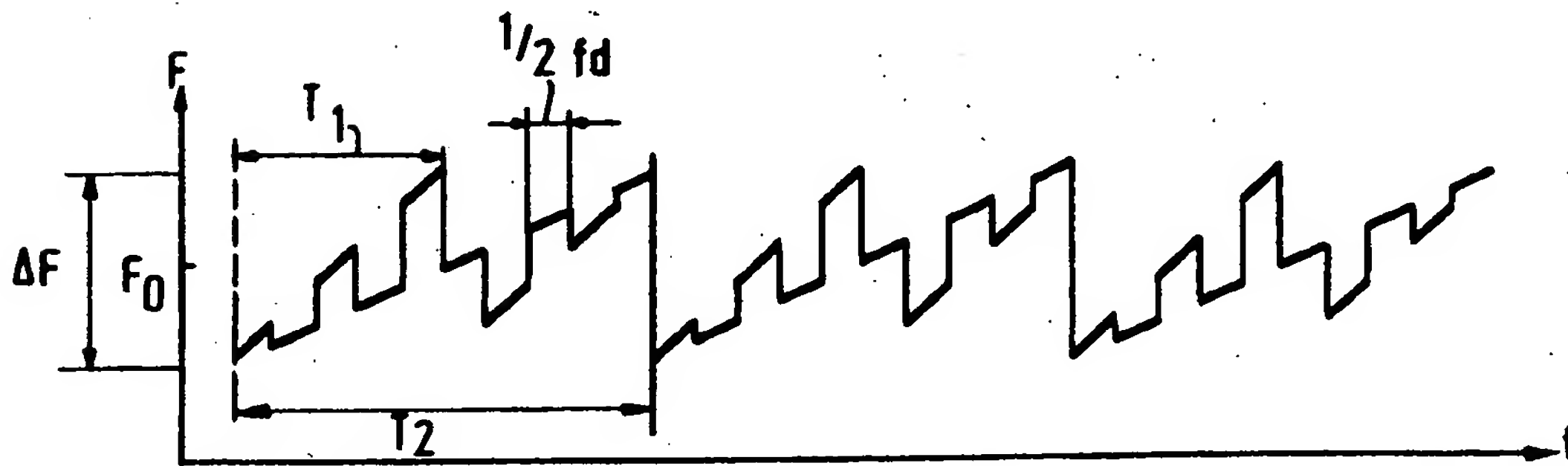


FIG.9